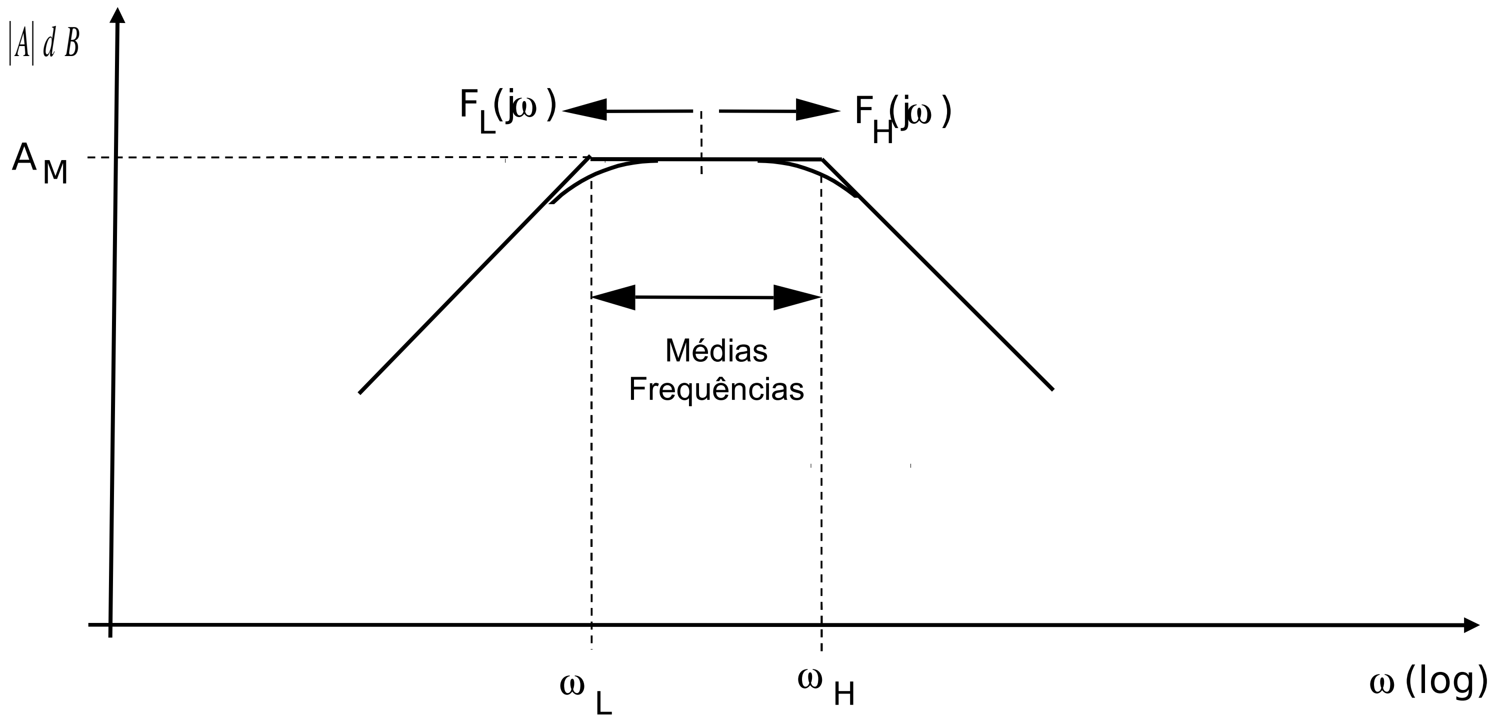
CAP. 2
RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

2.1 Função de Transferência de um Amplificador



Banda Passante do Amplificador (*BW*):

$$BW = \omega_H - \omega_L$$

$$BW \simeq \omega_H \quad se \quad \omega_L << \omega_H$$

Ganho em médias frequências A_M:

- Máximo ganho do amplificador
- Número real
- Independente da frequência

Função ganho A(s) para qualquer frequência:

$$A(s) = A_M F_L(s) F_H(s)$$

F_L (s) e F_H (s) consideram a variação do ganho com a frequência para as baixas e altas freqüências respectivamente.

$A_L(s) \simeq A_M F_L(s)$ **Ganho em baixas frequências**

$A_H(s) \simeq A_M F_H(s)$ **Ganho em altas frequências**

Resposta em baixas frequências

$$F_L(s)=\frac{(s+\omega_{Z1})(s+\omega_{Z2})\cdots(s+\omega_{Zn_L})}{(s+\omega_{P1})(s+\omega_{P2})\cdots(s+\omega_{Pn_L})}$$

ω_{Pi} *positivos*

ω_{Zi} *positivos , negativos ou nulos*

Pólo dominante

$$F_L(s)=\frac{s}{(s+\omega_{P1})}$$

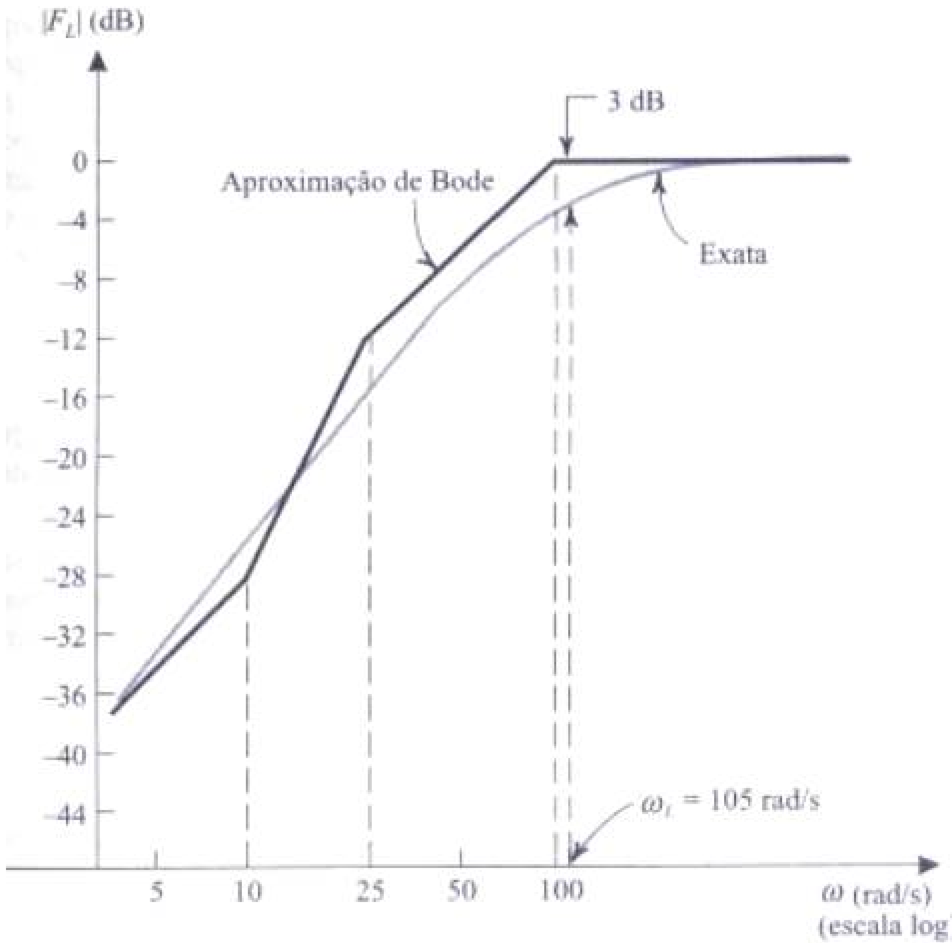
$$\omega_L \simeq \omega_{P1}$$

Se não houver pólo dominante:

$$\omega_L \simeq \sqrt{(\omega_{P1}^2+\omega_{P2}^2+\ldots-2\,\omega_{Z1}^2-2\,\omega_{Z1}^2-\ldots)}$$

Exemplo 7.3 (Sedra)

$$F_L(s)=\frac{s(s-10)}{(s-100)(s-25)}$$



Resposta em altas freqüências

$$F_H(s)=\frac{\left(1+s/\omega_{Z1}\right)\left(1+s/\omega_{Z2}\right)\cdots\left(1+s/\omega_{Zn_L}\right)}{\left(1+s/\omega_{P1}\right)\left(1+s/\omega_{P1}\right)\cdots\left(1+s/\omega_{Pn_L}\right)}$$

ω_{Pi} *positivos*

ω_{Zi} *positivos, negativos ou* inf *initos*

Pólo dominante

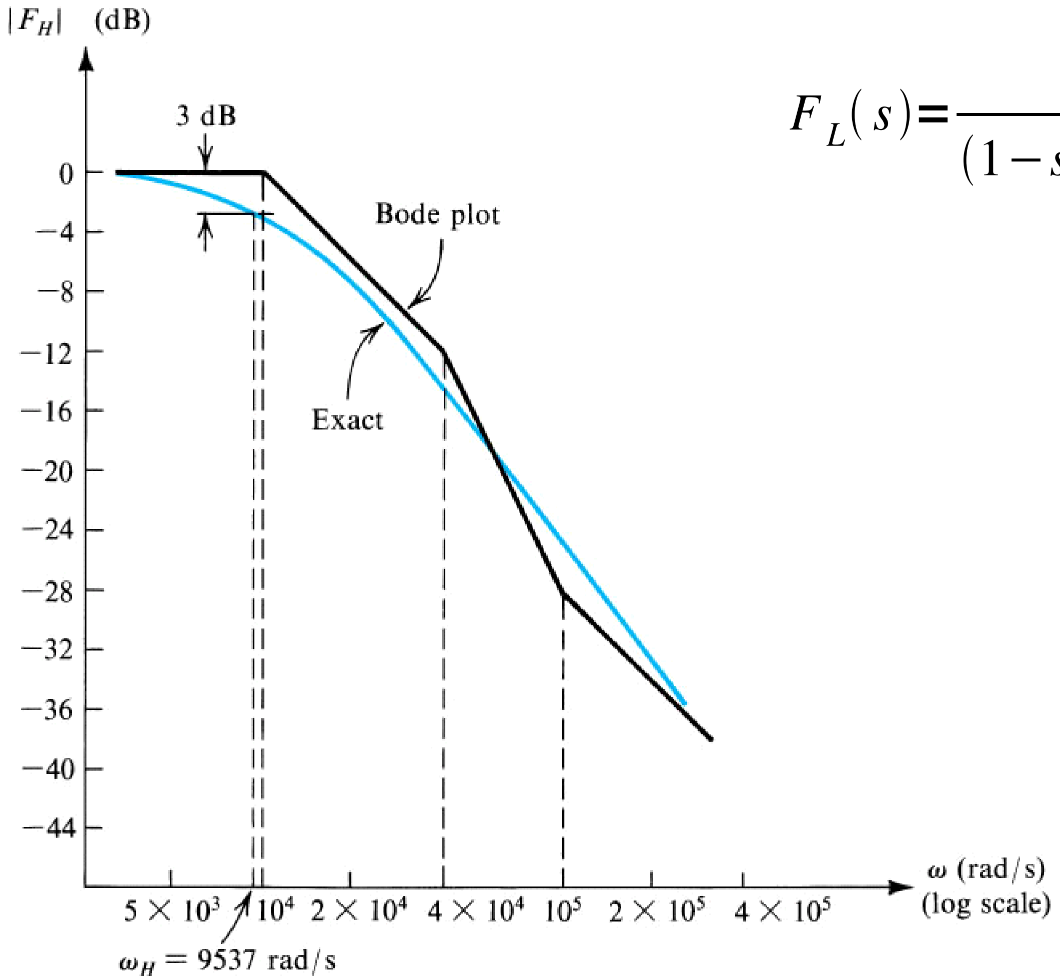
$$F_H(s)=\frac{1}{\left(1+s/\omega_{P1}\right)}$$

$$\omega_H \simeq \omega_{P1}$$

Se não houver pólo dominante

$$\omega_H \simeq \frac{1}{\sqrt{1/\omega_{P1}^2+1/\omega_{P2}^2+\cdots-2/\omega_{Z1}^2-2/\omega_{Z2}^2-\cdots}}$$

Exemplo 7.4 (Sedra)



$$F_L(s) = \frac{1 - s/10^5}{(1 - s/10^4)(1 - s/4\times10^4)}$$

Polos dominantes

Em baixas frequências um polo (ω_{P1})é dito dominante se for superior em pelo menos uma década ao proximo polo:

$$\omega_{P1} \geq 10\omega_{P2}$$

Em altas frequências um polo (ω_{P1})é dito dominante se for inferior em pelo menos uma década ao proximo polo:

$$10\omega_{P1} \leq \omega_{P2}$$

2.2 Método das constantes de tempo em circuito aberto e curto circuito

- Método simplificado e aproximado para determinação das frequências de corte inferior e superior de um circuito complexo

- Possui um erro aceitável desde que não hajam zeros no numerador próximos à frequência de corte em questão

- A maioria dos amplificadores reais possui um polo dominante e zeros afastados desse polo

- A constante de tempo de cada capacitor do circuito é analisada individualmente com os outros em:

  - Curto circuito: frequência de corte inferior (ω_L)

  - Circuito aberto: frequência de corte superior (ω_H)

Método das constantes de tempo em curto circuito para determinaçao de ω_L

Seja a funçao de transferência em baixas freqüências dada por:

$$F_L(s)=\frac{s^{n_L}+d_1 s^{n_L-1}+\cdots}{s^{n_L}+e_1 s^{n_L-1}+\cdots}$$

sendo: $$e_1=\omega_{P1}+\omega_{P2}+\cdots+\omega_{Pn_L}$$

Mostra-se que: $$e_1=\sum_{i=1}^{n_L}\frac{1}{C_i R_{is}}$$

Onde:

C_i são as capacitâncias individuais do circuito equivalente

R_{is} são as resistências vistas por cada capacitância com todas as outras em **curto circuito**

Método das constantes de tempo em curto circuito para determinaçao de ω_L

A freqüência de corte inferior pode ser obtida por:

$$\omega_L \simeq \sum_{i=1}^{n_L} \frac{1}{C_i R_{is}}$$

Caso haja um polo dominante:

$$e_1 \simeq \omega_{P1} \qquad \omega_L \cong \omega_{P1}$$

Método das constantes de tempo em circuito aberto para determinaçao de ω_H

Seja a funçao de transferência em altas freqüências dada por:

$$F_H(s) = \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \cdots + a_{n_H} s^{n_H}}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \cdots + b_{n_H} s^{n_H}}$$

sendo:

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{P1}} + \frac{1}{\omega_{P2}} + \cdots + \frac{1}{\omega_{Pn_H}}$$

Mostra-se que:

$$b_1 = \sum_{i=1}^{n_H} C_i R_{io}$$

Onde:

C_i são as capacitâncias individuais do circuito equivalente

R_{is} são as resistências vistas por cada capacitância com todas as outras em **circuito aberto**

Método das constantes de tempo em circuito aberto para determinaçao de ω_H

A freqüência de corte superior pode ser obtida por:

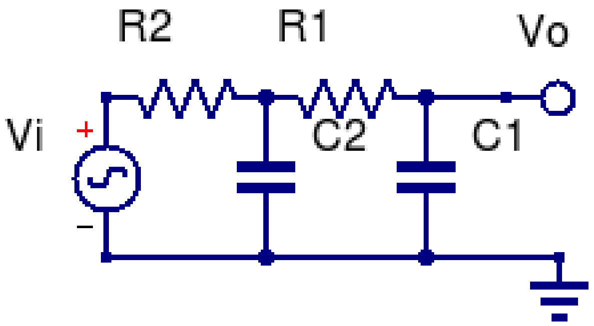
$$\omega_H \simeq \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_H} C_i R_{io}}$$

Caso haja um polo dominante:

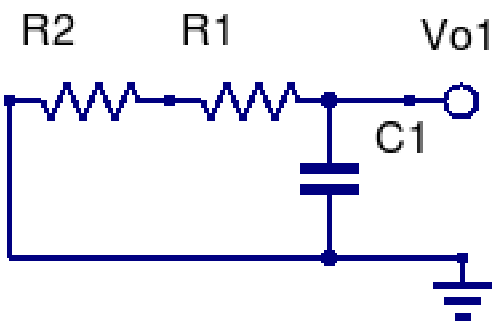
$$b_1 \simeq \frac{1}{\omega_{P1}} \qquad \omega_H \cong \omega_{P1}$$

Método das constantes de tempo em circuito aberto para determinaçao de ω_H

Exemplo: Seja o circuito RC equivalente abaixo, determinar ω_H

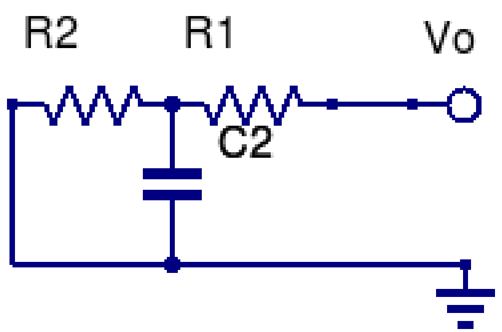


Para C1:



$$\tau_1 = C1.(R1+R2)$$

Para C2:



$$\tau_2 = C2.R2$$

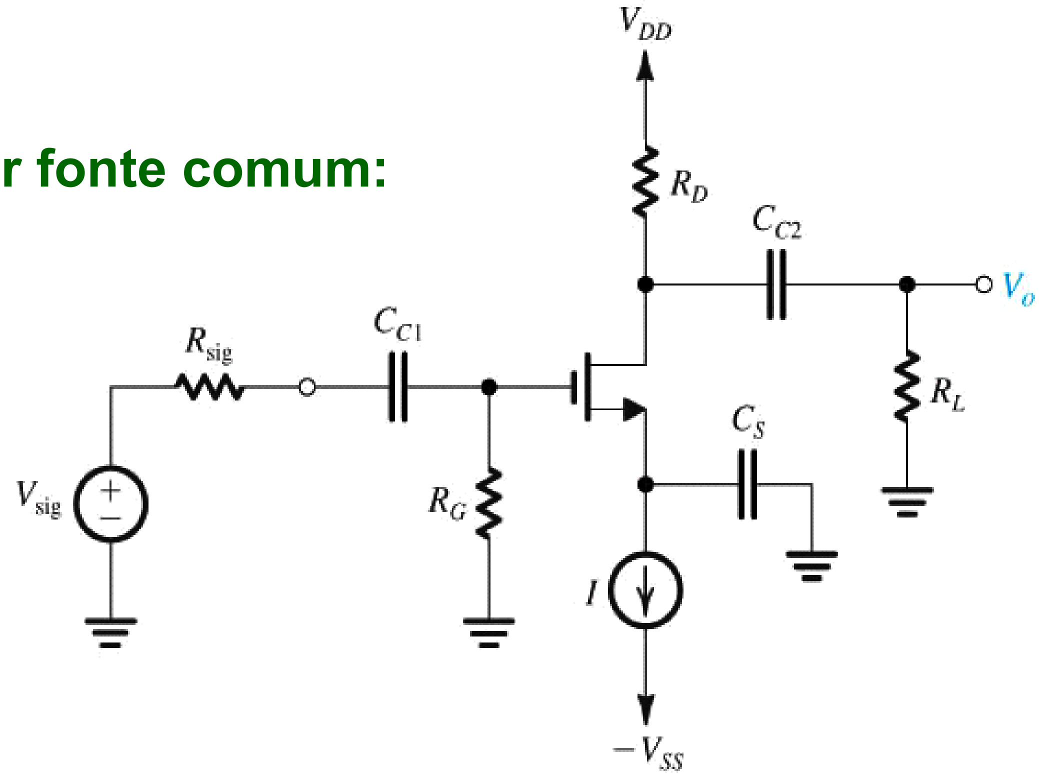
$$\omega_H \cong 1/(\tau_1 + \tau_2)$$

$$\omega_H \cong 1/(C1.(R1+R2)+C2.R2)$$

2.3 Resposta em Baixas Frequências de Amplificadores

- É definida por elementos extrínsecos (capacitores)
- Evita a alteração da polarização pela carga e circuito de entrada
- Necessária quando se usa fonte de alimentação única

Amplificador fonte comum:



(a)

2.3.1 Amplificador fonte comum:

Circuito equivalente de pequenos sinais

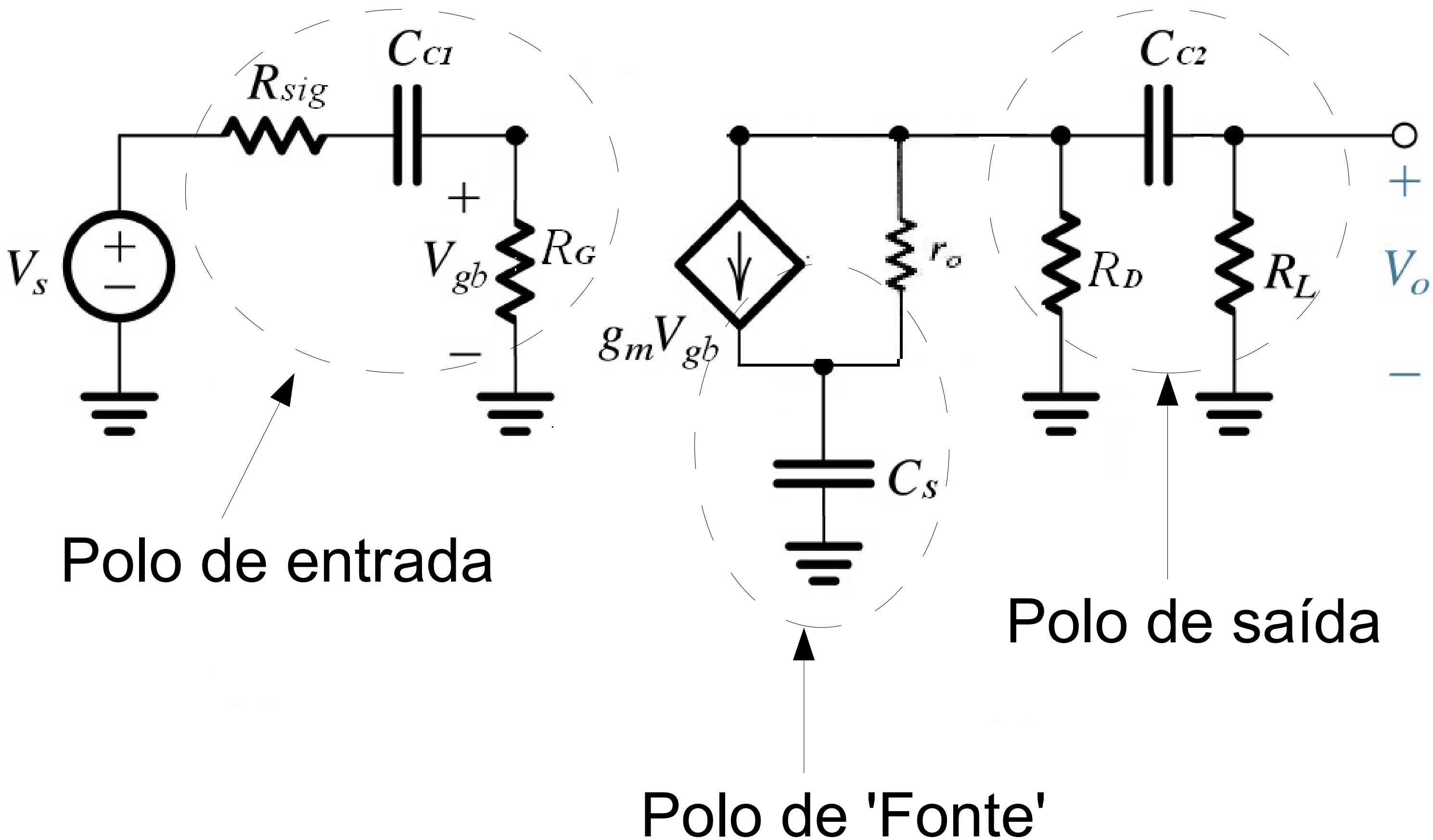
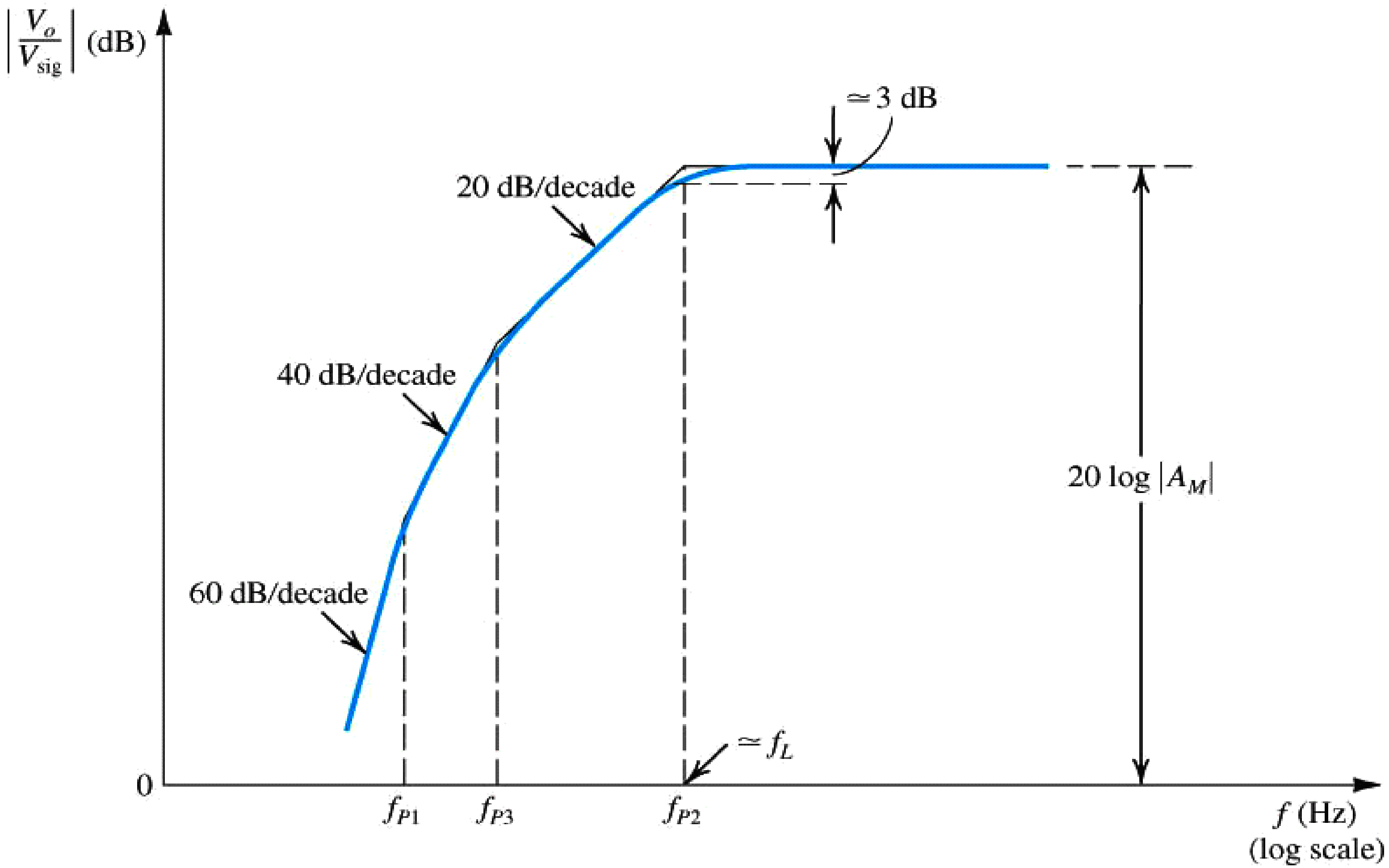
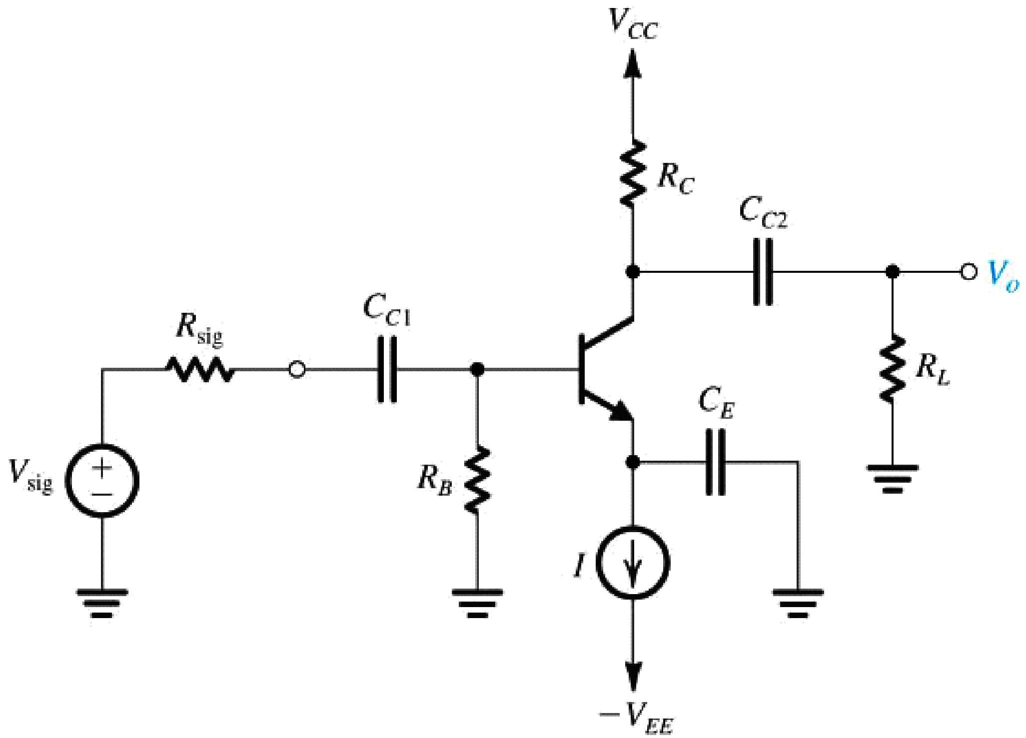


Diagrama de Bode:

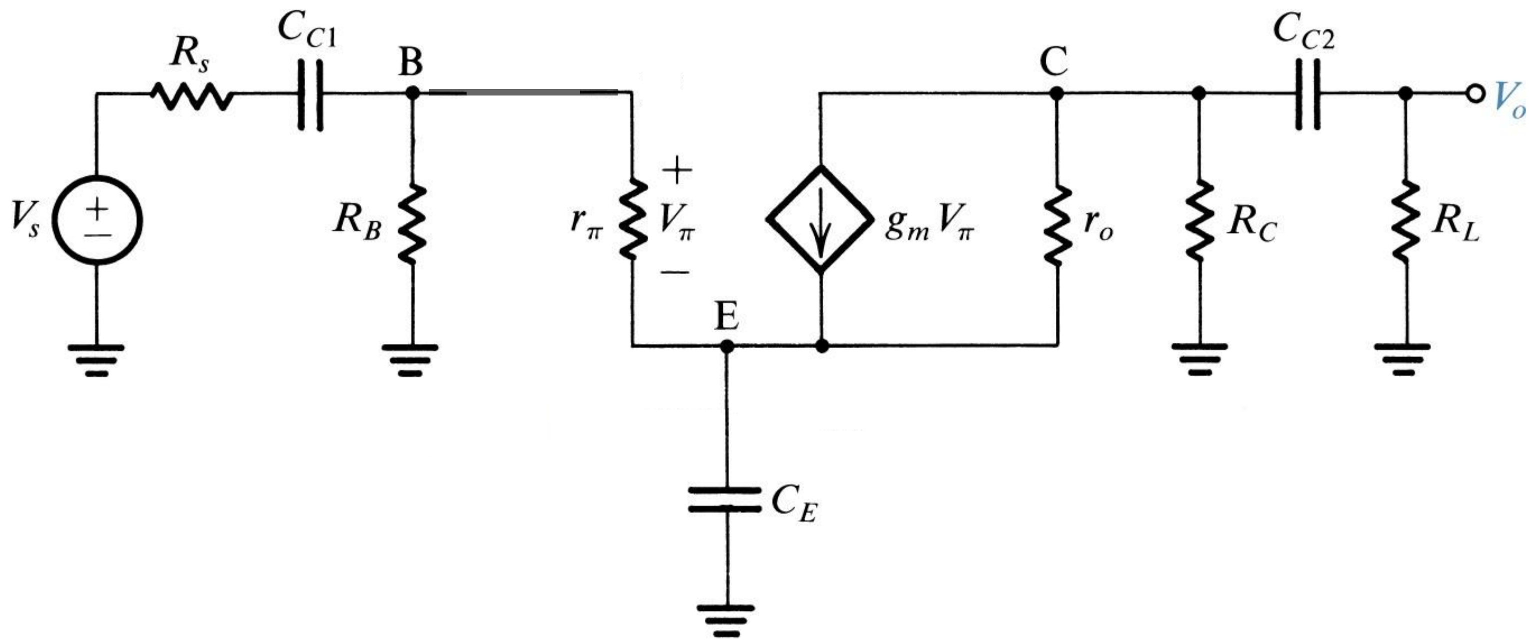


2.3.2 Amplificador emissor comum:



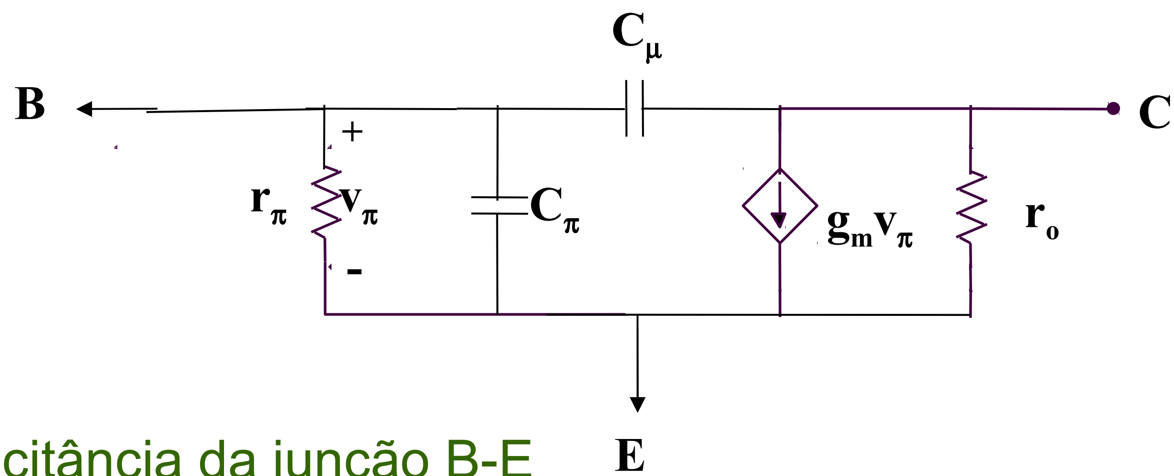
2.3.2 Amplificador emissor comum:

Circuito equivalente de pequenos sinais



2.4 Modelos para Alta Frequência de Transistores

2.4.1 Transistor Bipolar:
Circuito Equivalente Simplificado



C_π: Capacitância da junção B-E

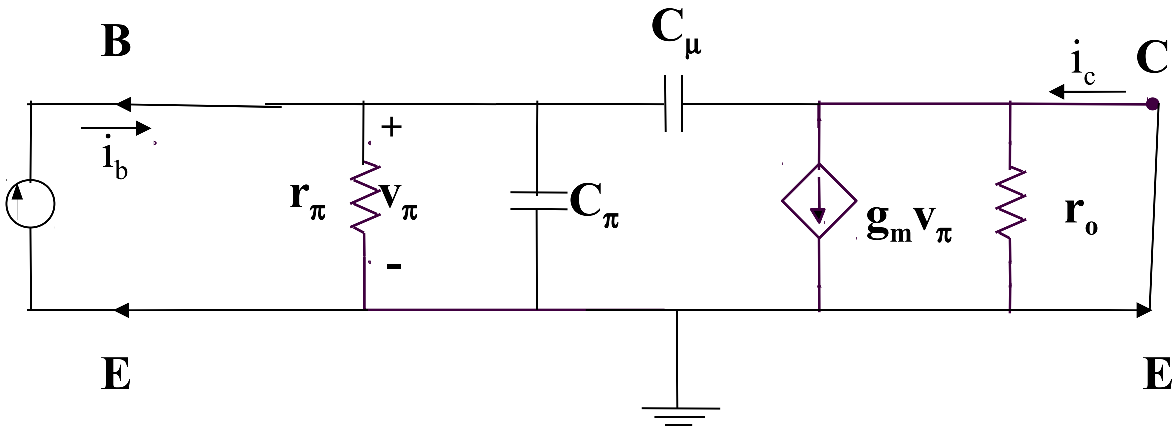
C_μ: Capacitância da junção B-C

Dependentes das áreas das junções e tensões de polarização:

B-E: diretamente polarizada → maior capacitância

B-C: reversamente polarizada → menor capacitância

2.4.1 Transistor Bipolar
Frequência de corte intrínseca e frequência de Transição f_T



Variação do ganho de corrente com a frequência (h_{fe})

Determinação das capacitâncias pela f_T

Baixa freqüência: $$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Alta freqüência: $$h_{fe} = \frac{i_C(s)}{i_B(s)}$$

2.4.1 Transistor Bipolar
Frequência de corte intrínseca e frequência de Transição f_T

Pela análise do circuito equivalente fazendo-se $g_m >> \omega C_\mu$ chega-se a:

$$h_{fe} \approx \frac{\beta}{1 + s(C_\pi + C_\mu) r_\pi}$$

Na frequência de Transição: $h_{fe} = 1$

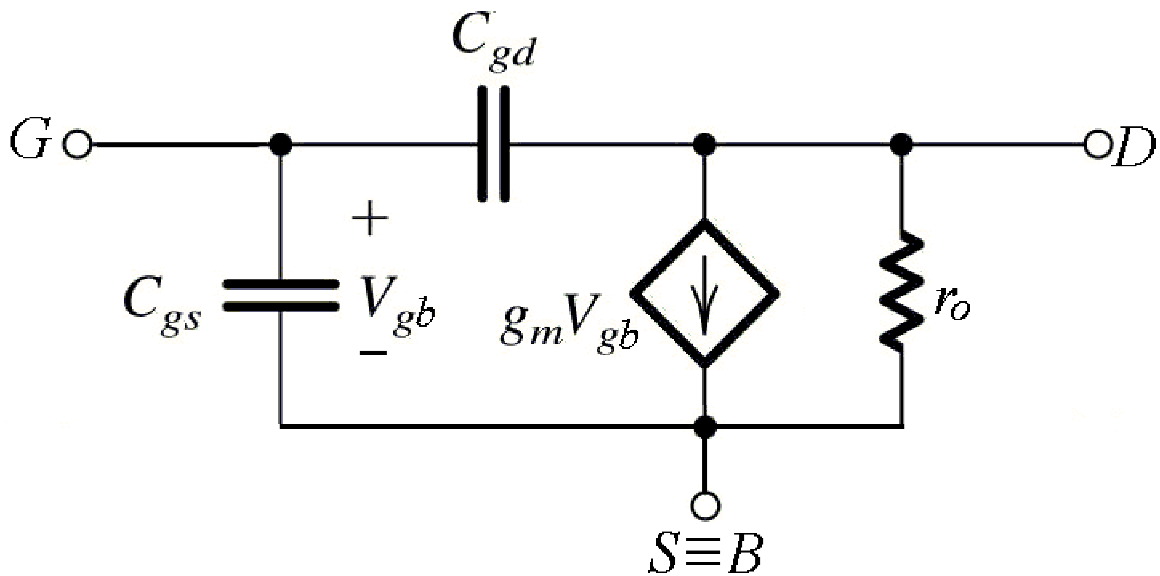
Frequência angular de transição: $\omega_T \approx \dfrac{g_m}{(C_\pi + C_\mu)}$

Frequência de transição em Hz: $f_T \approx \dfrac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$

nas especificações dos transistores são dados f_T e C_μ

C_π é calculado usando-se a expressão da f_T

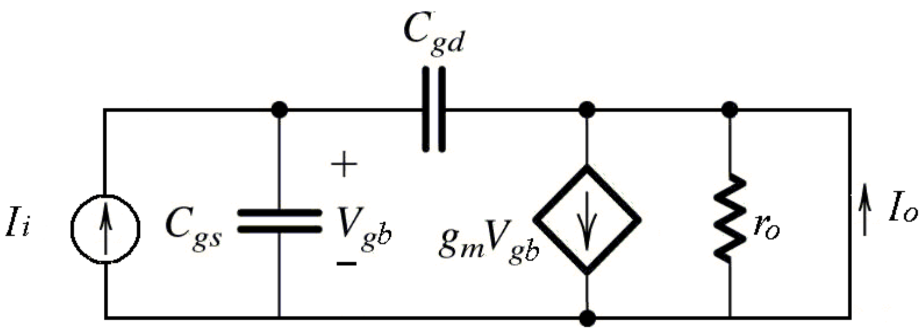
2.4.2 Transistor MOS:
Circuito equivalente simplificado



C_{gs} : Capacitância entre Gate e Fonte/Substrato

C_{gd} : Capacitância entre Gate e Dreno

2.4.2 Transistor MOSFET
Frequência de Transição f_T



$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} \approx \frac{g_m}{s(C_{gs}+C_{gd})}$$

Na frequência de Transição: $$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = 1$$

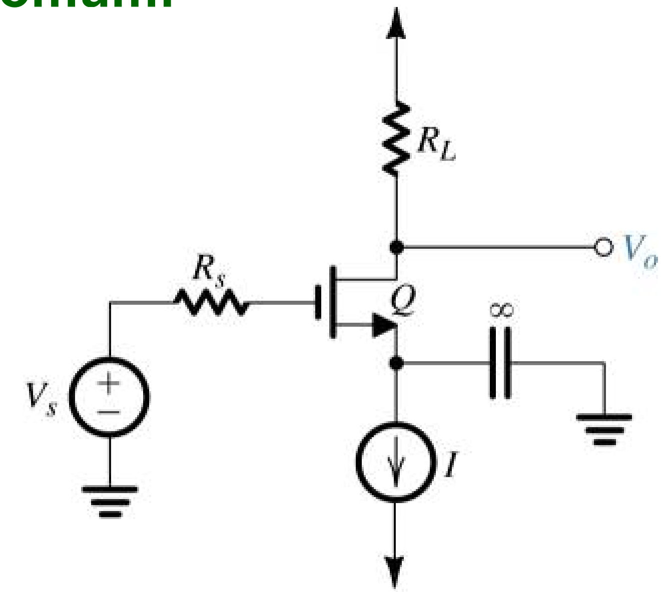
Frequência angular de transição: $$\omega_T \approx \frac{g_m}{(C_{gs}+C_{gd})}$$

Frequência de transição em Hz: $$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{gs}+C_{gd})}$$

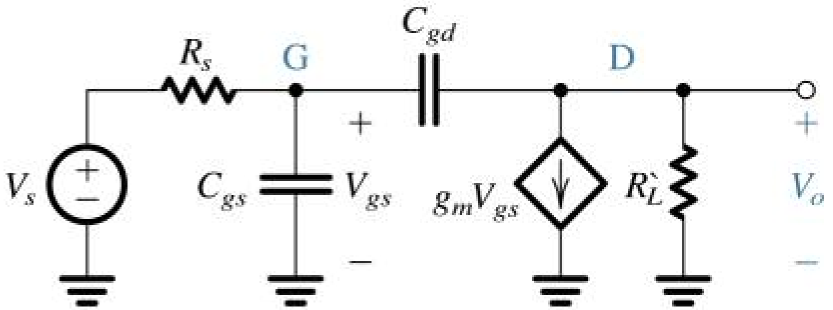
2.5 Resposta em Altas Frequências de Amplificadores

- É definida por elementos intrínsecos (capacitâncias das junções, dos terminais, etc)
- Capacitores de acoplamento são considerados curto-circuitos

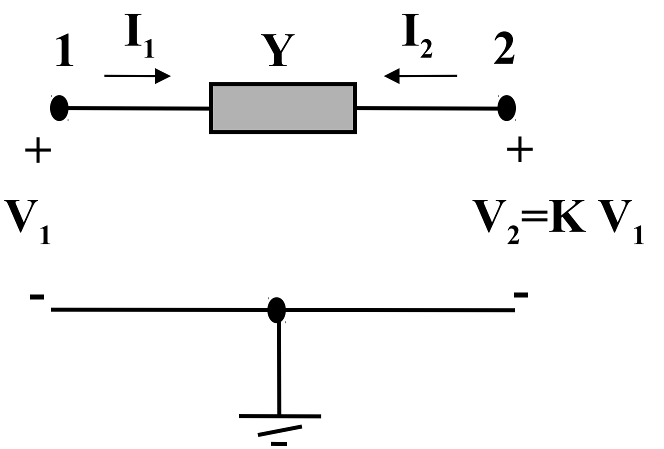
2.5.1 Amplificador fonte comum:



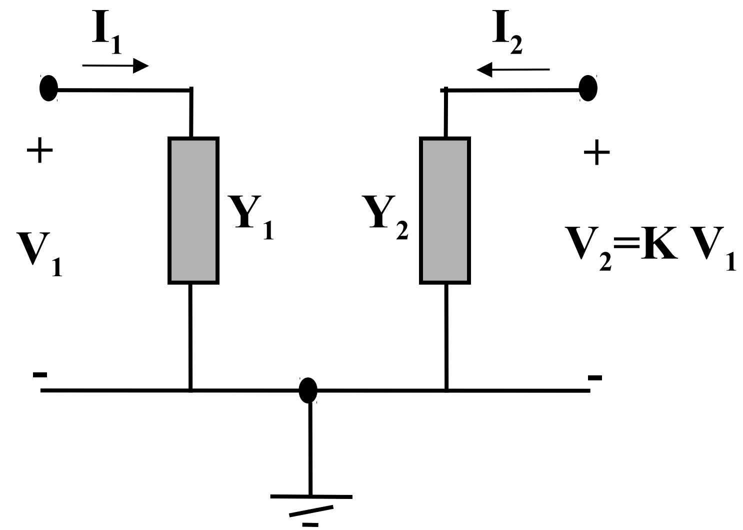
Modelo de pequenos sinais:



Teorema de Miller: condutância entre nós de entrada e saída pode ser transformada em 2 condutâncias independentes



$\equiv$



Nó 1

$$I_1 = Y\left(V_1 - V_2\right) = YV_1\left(1 - K\right)$$

$$Y_1 V_1 = I_1$$

$$Y_1 = Y\left(1 - K\right)$$

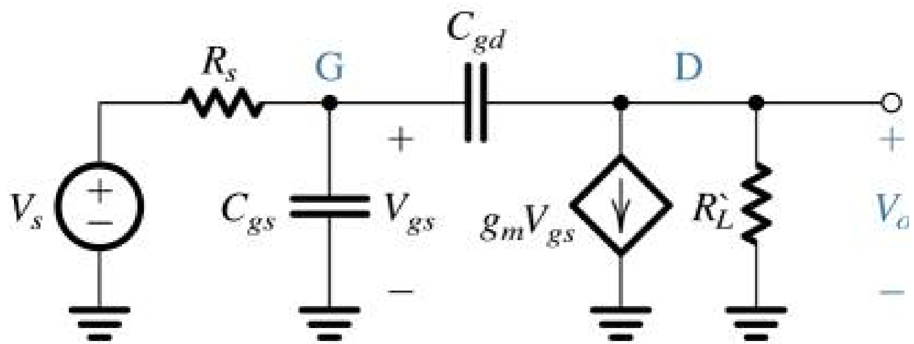
Nó 2

$$I_2 = Y\left(V_2 - V_1\right) = YV_2\left(1 - \frac{1}{K}\right)$$

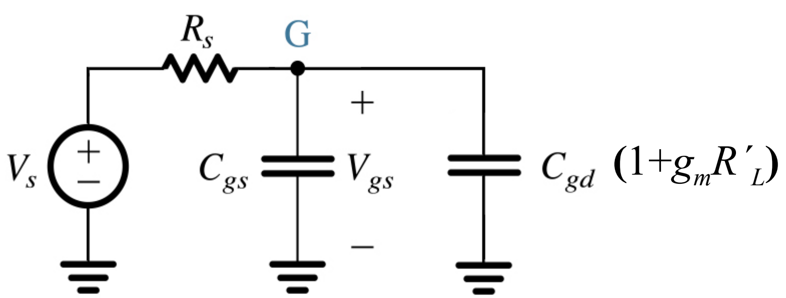
$$Y_2 V_2 = I_2$$

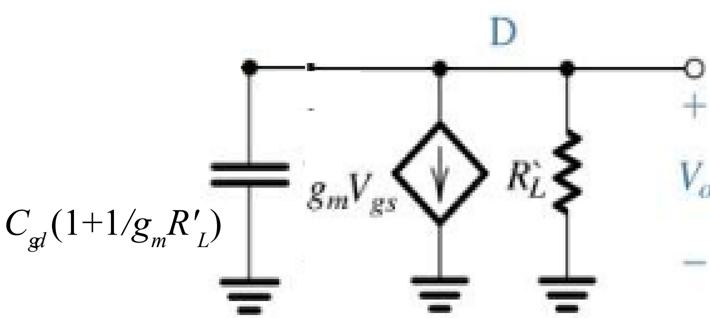
$$Y_2 = Y\left(1 - \frac{1}{K}\right)$$

Aplicação do Teorema de Miller na capacitância C_{gd}

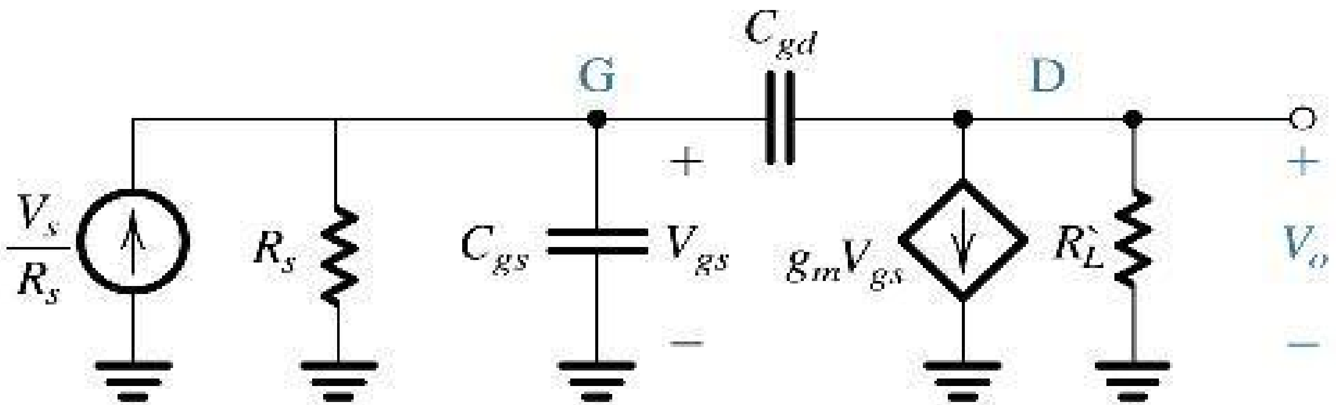


O ganho em médias frequências vale: $A_M = K = -g_m R_L'$





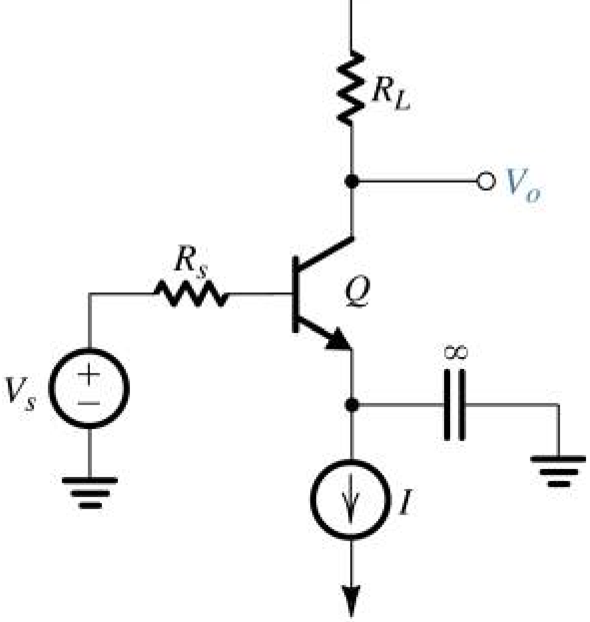
Circuito para determinação direta da função de transferência



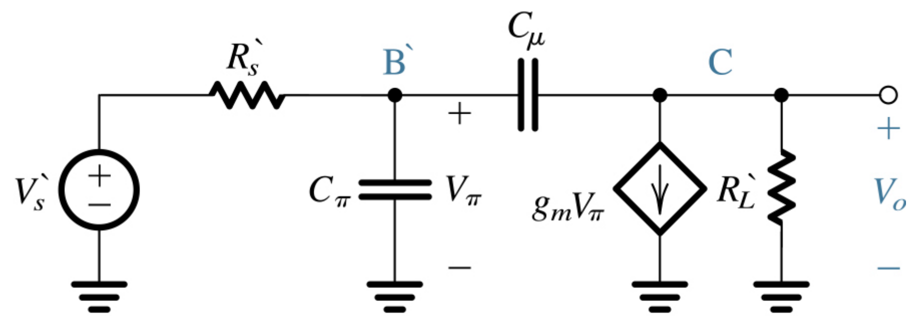
$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = A_M \frac{1 - \dfrac{s}{g_m / C_{gd}}}{1 + s\, R_s [C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_L^{'}) + C_{gd}(R_L^{'} / R_s)] + s^2 C_{gs} C_{gd} R_s R_L^{'}}$$

Onde A_M é o ganho de tensão para médias frequências

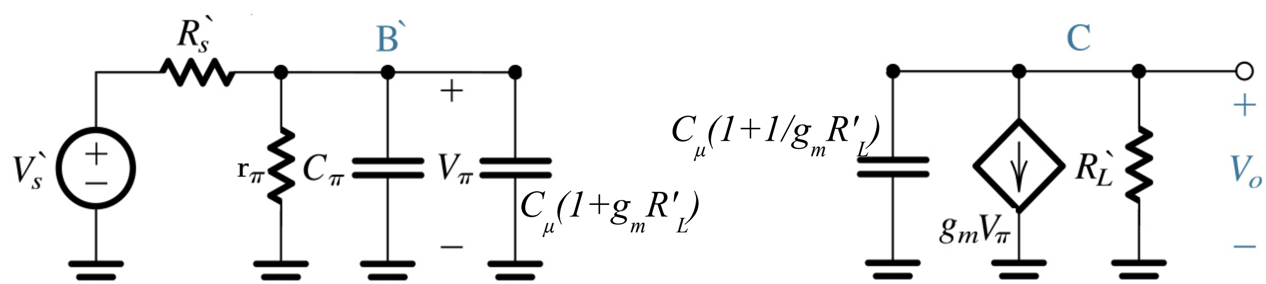
2.5.1 Amplificador emissor comum:



Modelo de pequenos sinais:

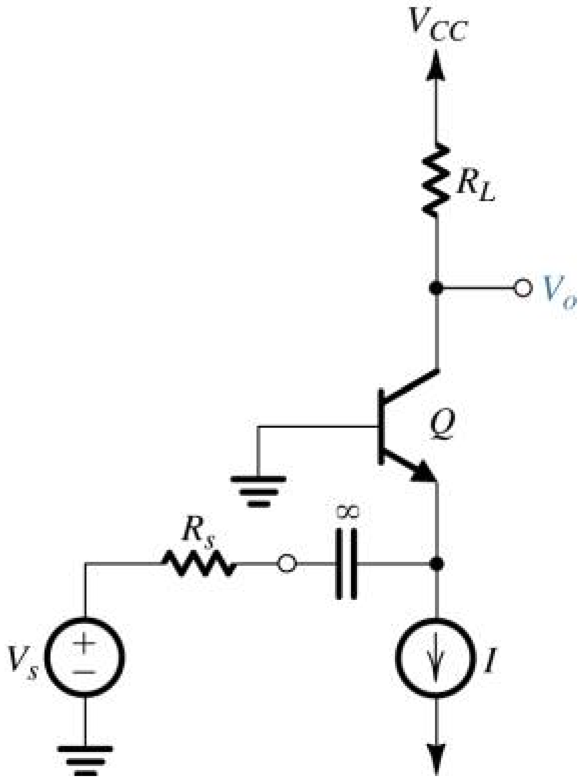


Aplicando Teorema de Miller em C_μ:



2.5.2 Resposta em Freqüência dos Amplificadores Base Comum e Porta Comum

Amplificador Base-Comum: análise da resposta em altas freqüências



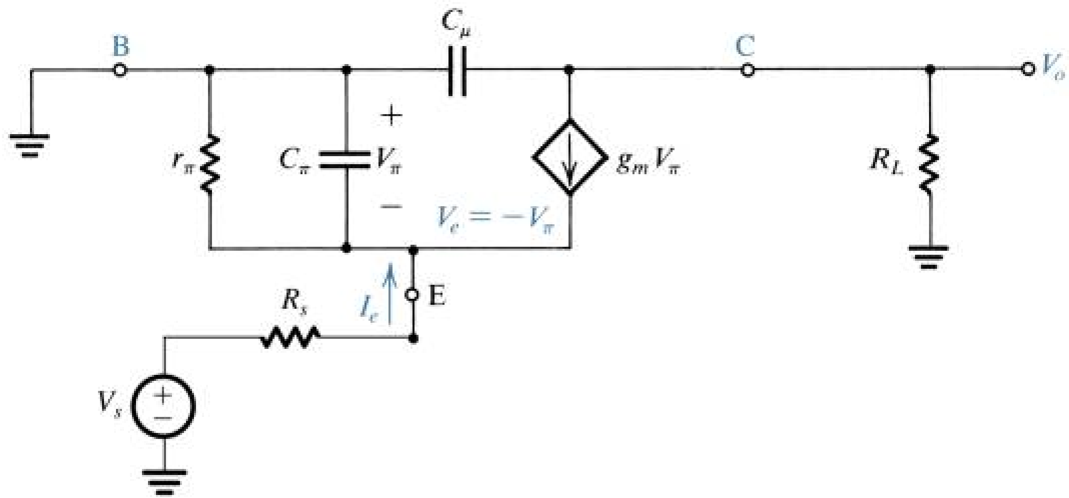
Vantagens:

- A capacitância C_μ está conectada da saída para o *terra*
- elimina-se o efeito Miller
- maior resposta em freqüência se comparado ao Emissor Comum

Desvantagem:

- Baixa impedância de entrada

Modelo de pequenos sinais

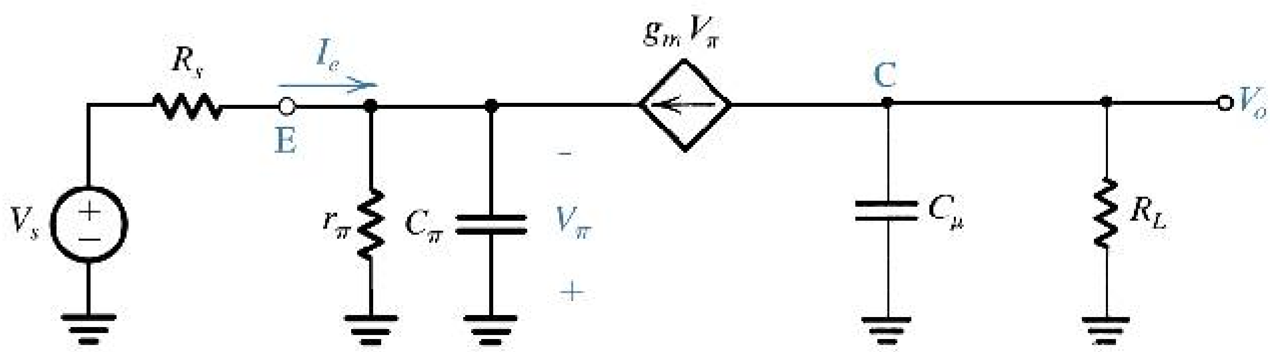


Polos de alta freqüência:

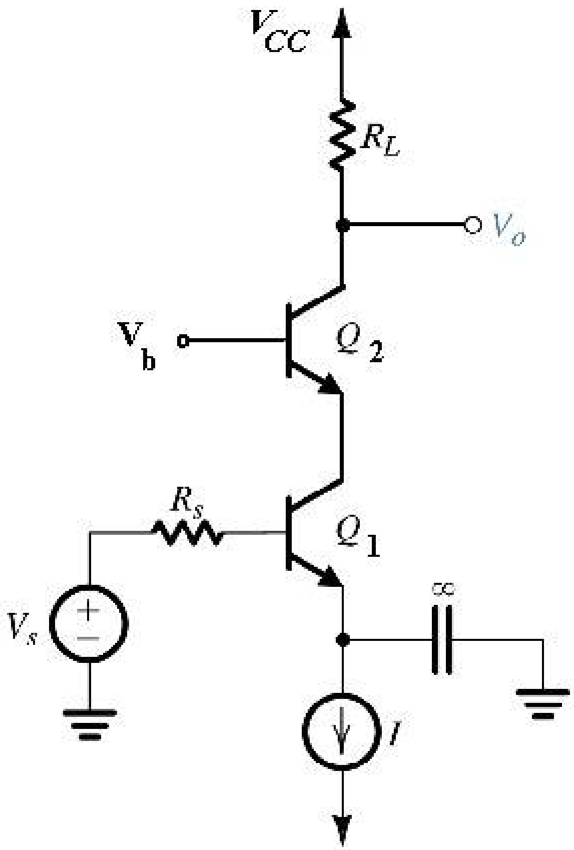
$$\omega_{P1} = \frac{1}{C_\pi (r_\pi \| R_s)}$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{C_\mu R_L}$$

Redesenhando:



2.5.3 Resposta em Freqüência da Configuração Cascode



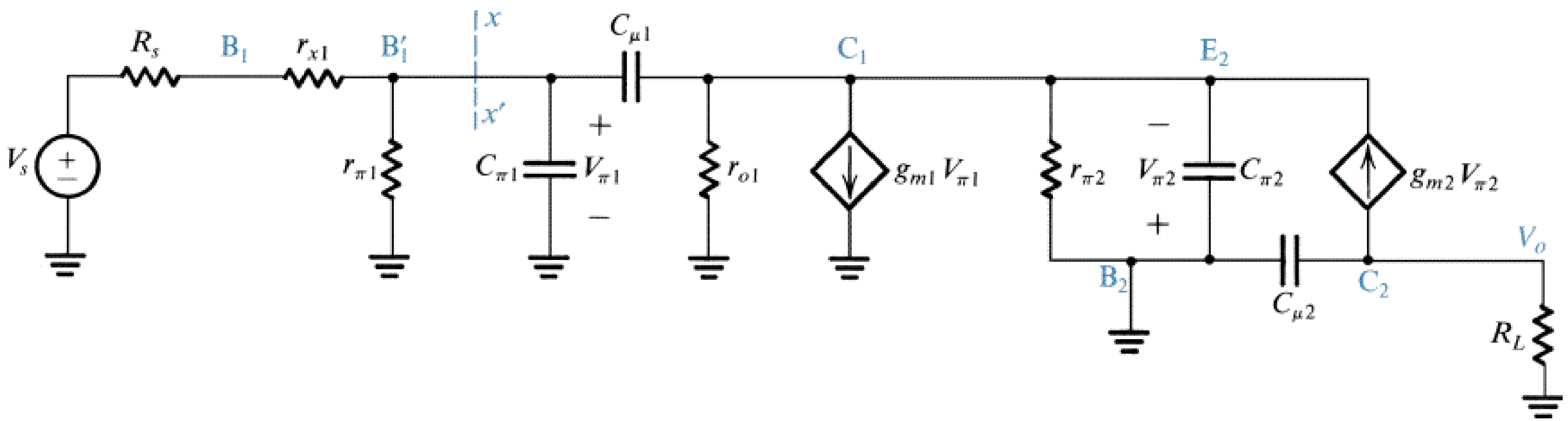
Estágio de entrada: Emissor-Comum

Estágio de saída: Base-Comum

Vantagens:

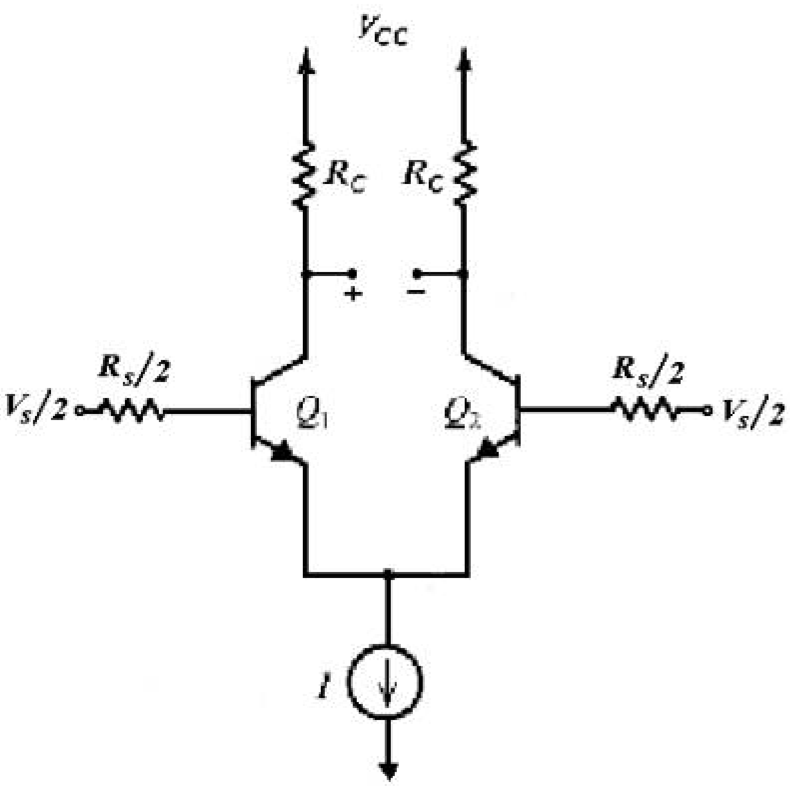
As mesmas do Base-Comum, associada à alta impedância de entrada (do estágio Emissor-Comum)

2.5.3 Modelo de pequenos sinais:

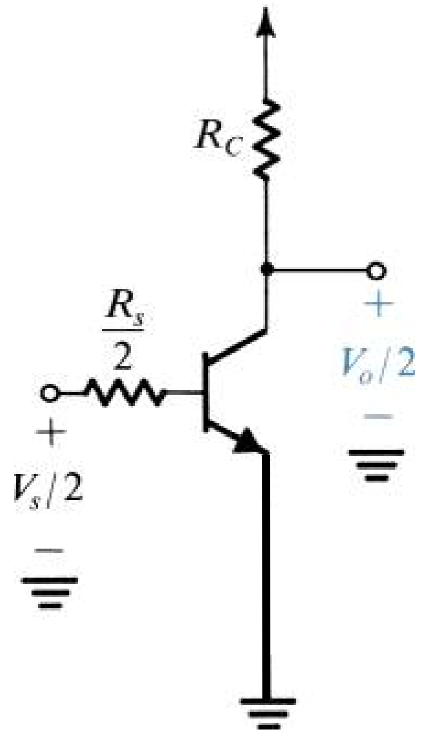


2.5.4 Resposta em Frequência do Amplificador Diferencial

Ganho diferencial:

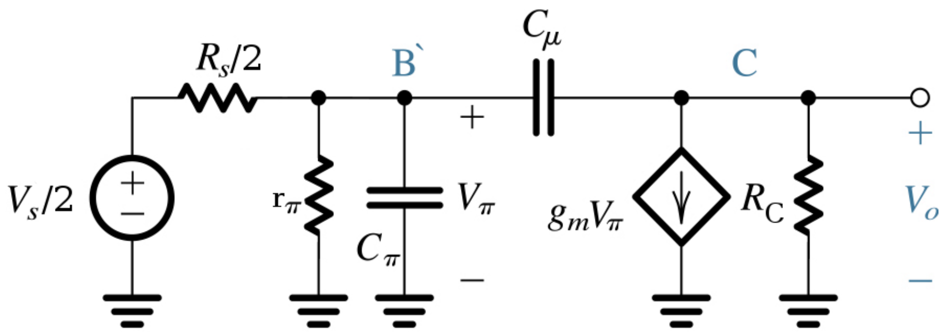


Meio circuito diferencial:
analise idêntica ao Emissor Comum

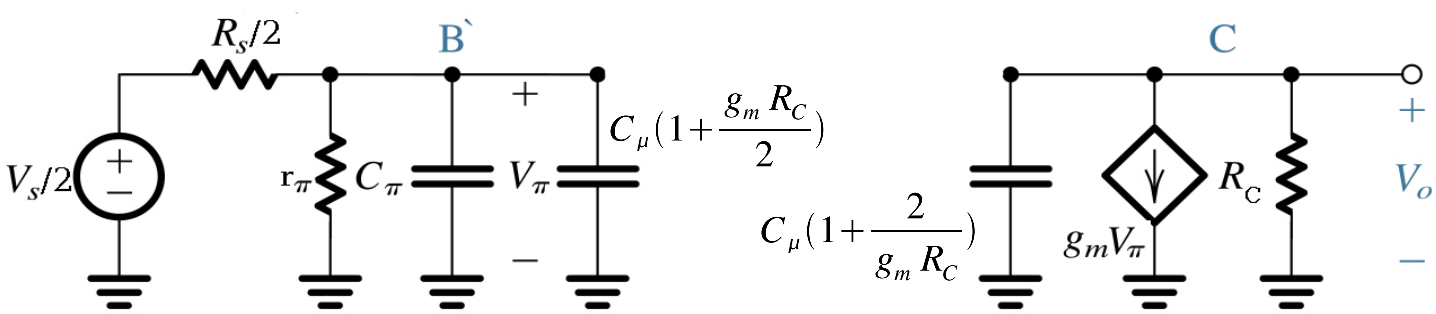


Amplificador diferencial:

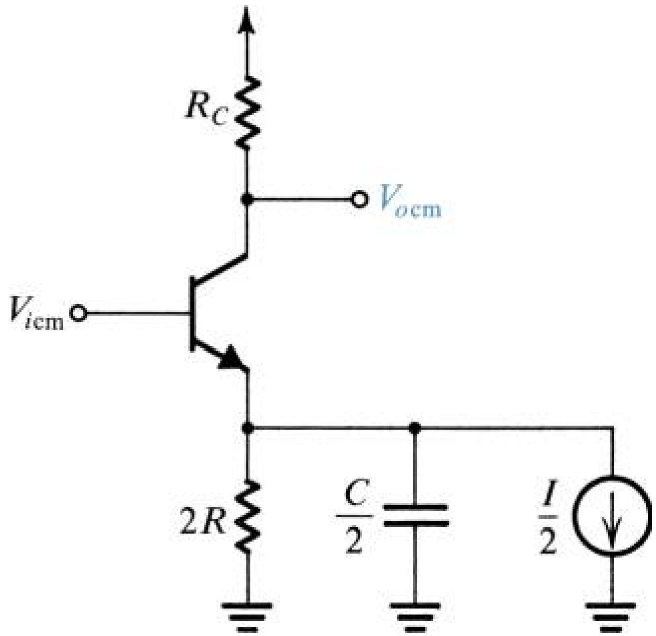
Modelo de pequenos sinais:



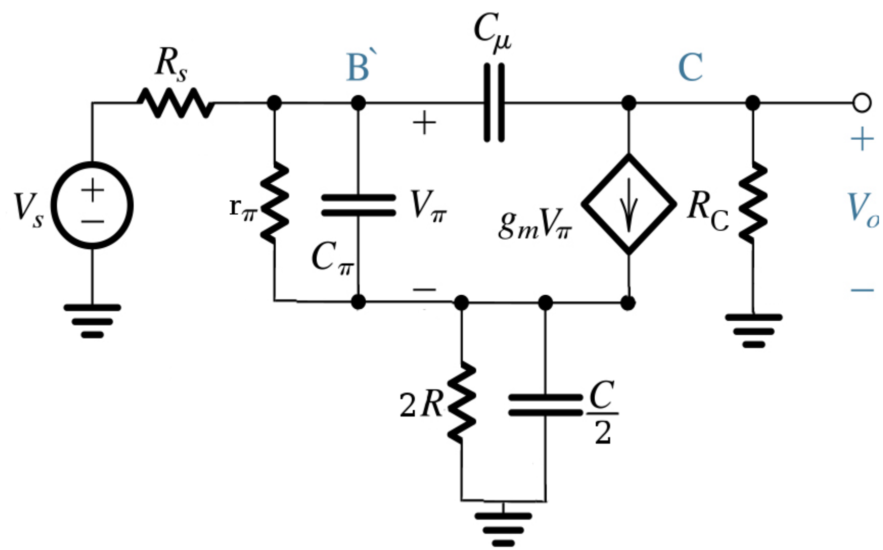
Aplicando o teorema de Miller:



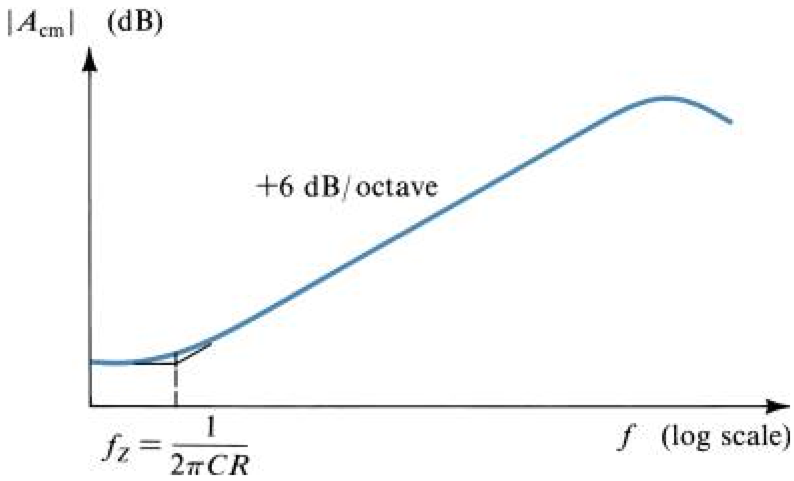
Ganho de modo comum:



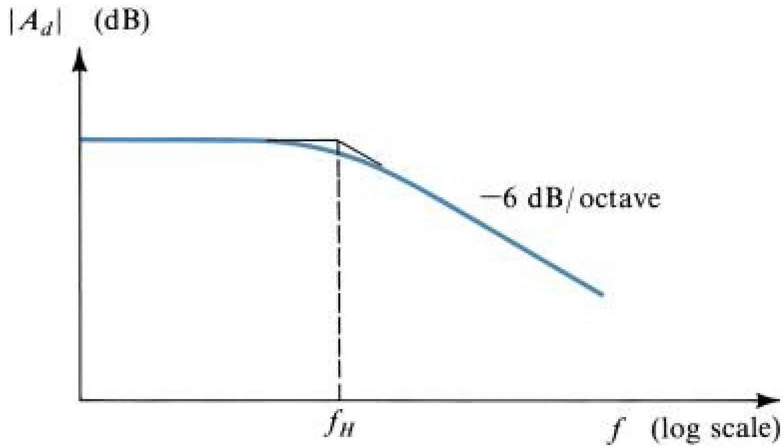
Modelo de pequenos sinais:



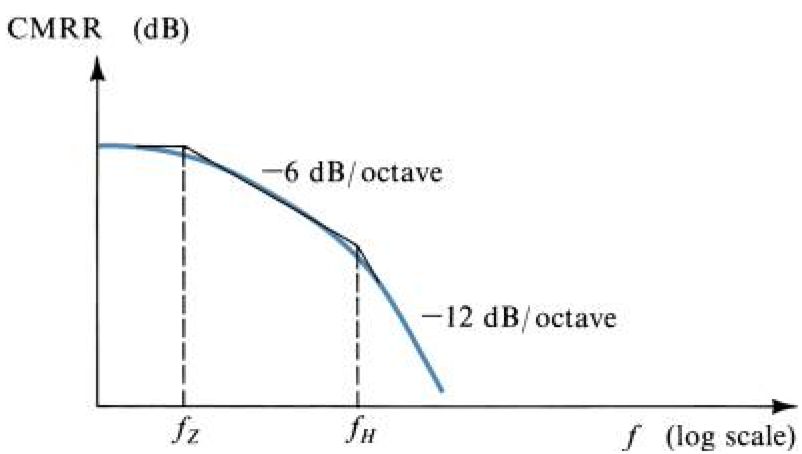
O RC da fonte de corrente gera um zero na função de transferência
O ganho A_{cm} aumenta com a freqüência a partir do zero: $f_Z = (2\pi RC)^{-1}$
devido ao alto valor de R esse zero geralmente ocorre em freqüência inferior aos polos do ganho diferencial



$|A_{cm}|$ (dB)
+6 dB/octave
$f_Z = \frac{1}{2\pi CR}$
f (log scale)



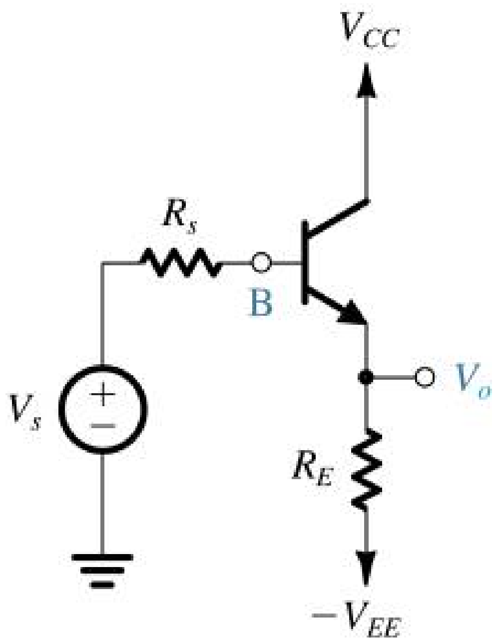
$|A_d|$ (dB)
−6 dB/octave
f_H
f (log scale)



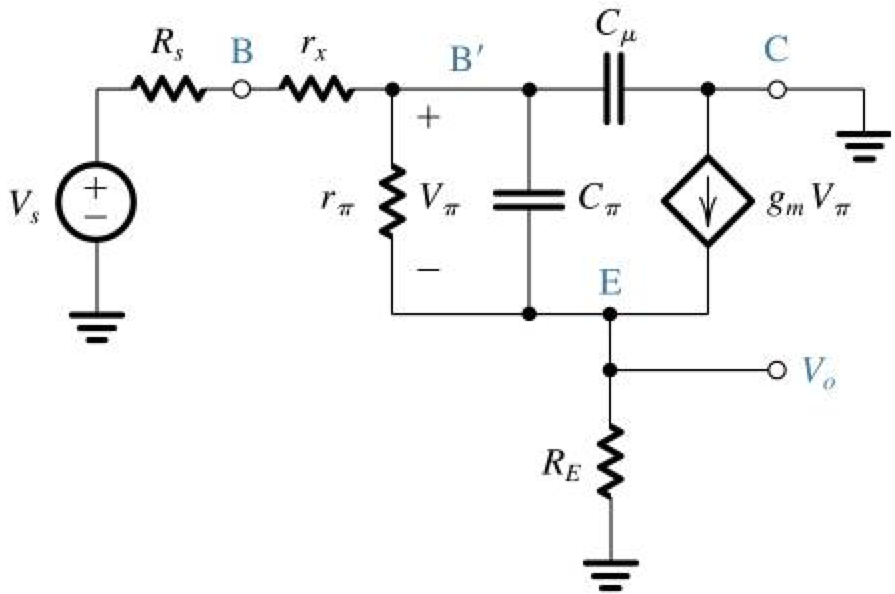
CMRR (dB)
−6 dB/octave
−12 dB/octave
f_Z
f_H
f (log scale)

2.5.5 Resposta Frequência do Seguidor de Emissor e do Seguidor de Fonte

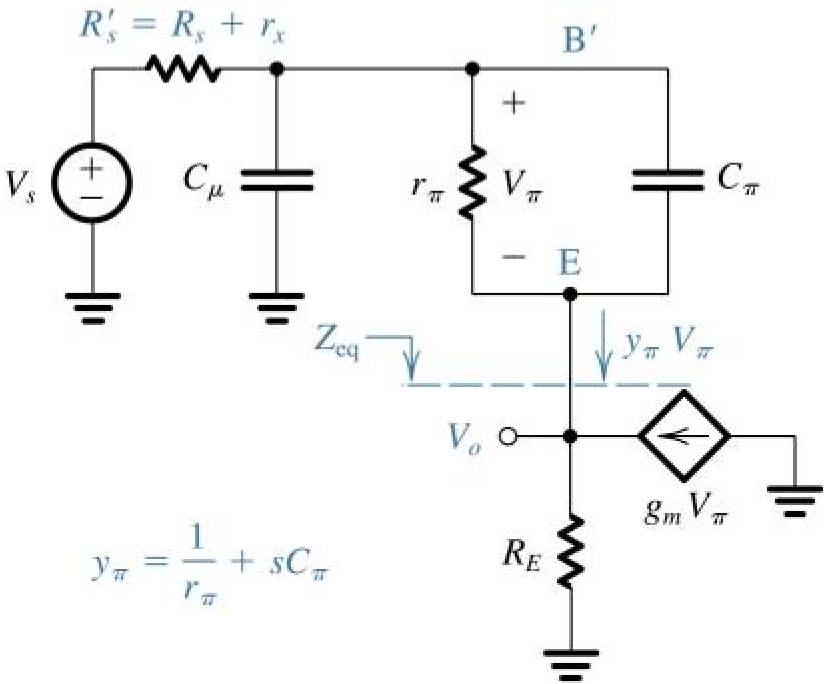
Seguidor de emissor

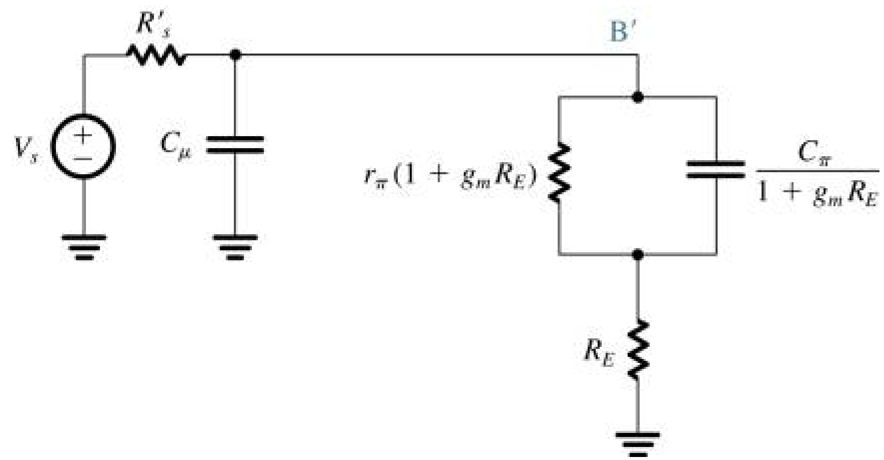


Modelo de pequenos sinais

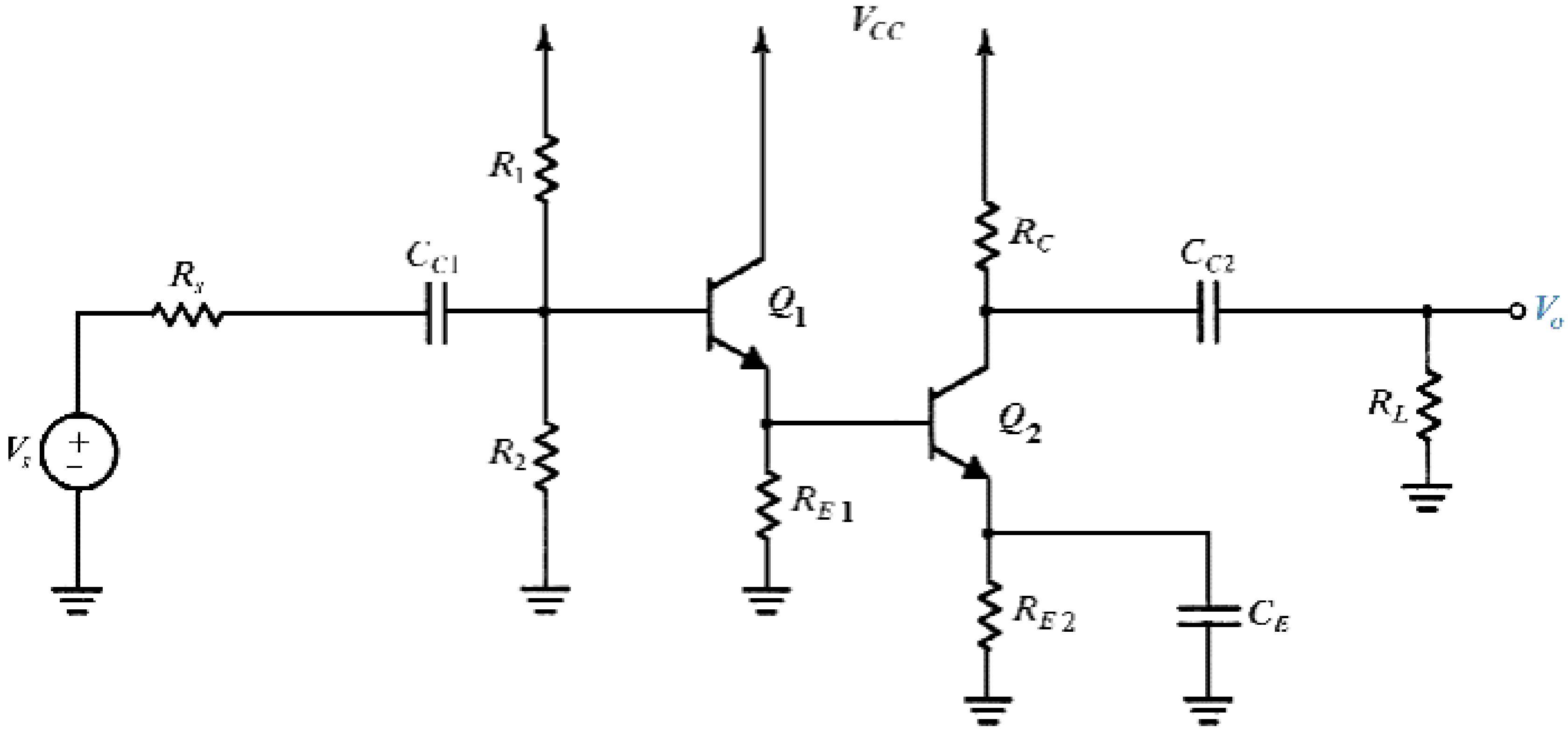


Modelo de pequenos sinais:





2.5.6 Cascata Coletor Comum Emissor Comum



Modelo de pequenos sinais: